

Fonte de Alta Corrente para Eletromagnetos com Controle de Campo Magnético

E. Lima Verde, N. M. Borges e W. Wolney Filho

Instituto de Física, Universidade Federal de Goiás, UFG

Caixa Postal 131, 74001-970, Campus II, Goiânia, GO, Brasil

Recebido em 12 de setembro de 2000. Aceito em 14 de setembro de 2000.

Projetamos e construímos uma fonte de corrente para ser aplicada no controle de campos magnéticos de eletromagnetos, usados em equipamentos de ressonância magnética nuclear (RMN) e ressonância paramagnética eletrônica (RPE). Esta fonte é estável para correntes no intervalo entre 0 a 150 Adc (corrente contínua), com estabilidade da ordem de 10 ppm/°C. A estabilidade da corrente envolve uma nova arquitetura eletrônica na manutenção de campos magnéticos através de sensor semicondutor, exibindo uma boa linearidade no ajuste de corrente.

We projected and we built a current source to be applied in the control of magnetic fields of electromagnets, used in equipment of nuclear magnetic resonance (NMR) and electronic paramagnetic resonance (EPR). This source is stable for currents in the interval 0 to 150 Adc (continuous current), with stability of the order of 10 ppm/°C. The stability of the current involves a new electronic architecture in the maintenance of magnetic fields with the use of semiconductor sensor, which exhibits good linearity in the current adjustment.

I Introdução

A obtenção de campos magnéticos de alta intensidade em equipamentos de Ressonância Magnética Nuclear, especificamente nos eletroímãs, depende até certo ponto da geometria de construção e do material de que o seu núcleo é constituído. Entretanto o controle dinâmico do campo se dá efetivamente através do controle de corrente do eletromagneto. Campos magnéticos estáveis e regulados, a partir do controle eletrônico de correntes elevadas geram muito calor, tanto na fonte geradora como no eletromagneto. A variação térmica é um dos problemas a serem contornados, dado que os componentes semicondutores são afetados substancialmente pela variação da temperatura na junção, podendo levá-los a uma avalanche térmica, ocasionando a destruição dos mesmos. Outro inconveniente é a variação do campo magnético prefixado, o que ocasiona uma fuga do ponto de ressonância do sinal da amostra, no instante da aquisição dos dados. O sistema de resfriamento, nestes equipamentos, devem ser eficientes para evitar danos causados por efeitos térmicos.

Projetamos e construímos uma fonte compacta, com uma topologia nova na manutenção da tensão de entrada, respeitando o limite das tensão nos transistores envolvidos no controle da corrente. A corrente prefixada é freqüentemente monitorada por pontas de provas a semicondutores, construídas a partir de enlases

de realimentação, compensando desvios térmicos ocasionados pela variação da tensão da rede, mantendo o controle de corrente no eletroímã o mais linear possível.

II Projeto da fonte de corrente

O diagrama de blocos da figura 1, mostra, de um modo simplificado, a operação da fonte de energia para o eletroímã. A interligação entre os blocos segue uma ordem de interação elétrica necessária ao controle da corrente no eletroímã. O bloco 1 mostra um transformador trifásico refrigerado a óleo, construído para fornecer uma potência nominal de 24 kW para rede de 380 Vac, e segmentado de 30, 60, 90, 120 e 150 Vac, que possibilita uma pré-regulagem da tensão de entrada. O bloco 3 mostra a parte de retificação e filtragem. Devido a necessidade de uma tensão contínua, é necessário usar diodos retificadores para a conversão da tensão alternada (Vac) para a tensão contínua (Vdc). Entretanto outros parâmetros como menor tensão de ondulação, levam à retificação no modo trifásico. Dentre os tipos de retificação trifásica, foi escolhida a retificação de meia onda, pelo baixo custo e compatibilidade com o transformador trifásico segmentado. O bloco 6 se refere a fonte estabilizada de baixa potência. É um regulador monolítico incrementado em sua corrente máxima de saída com o uso de um transistor de passagem de

potência, utilizando apenas um transformador de baixa potência, retificado em onda completa (monofásico) e capacitores de filtragem. Esse bloco fornece as tensões necessárias aos diversos pontos da fonte. O bloco 7 refere-se ao gerador de corrente constante, onde uma tensão de referência controla a estabilidade da fonte. Neste caso um loop de realimentação mantém constante a corrente no eletroímã. O bloco 9, refere-se a lógica de controle que operacionaliza o perfeito funci-

onamento da fonte, ajustando escalas de tensão e situações de proteção da fonte, de modo automático. O bloco 10 mostra o display de campo magnético. Este monitora o valor do campo magnético nos pólos do eletroímã, sendo constituído de uma serie de contadores, decodificadores e display.

Nas seções seguintes, daremos ênfase aos blocos da figura 1, onde ocorreram modificações em relação a segmentos correspondentes de fontes convencionais.

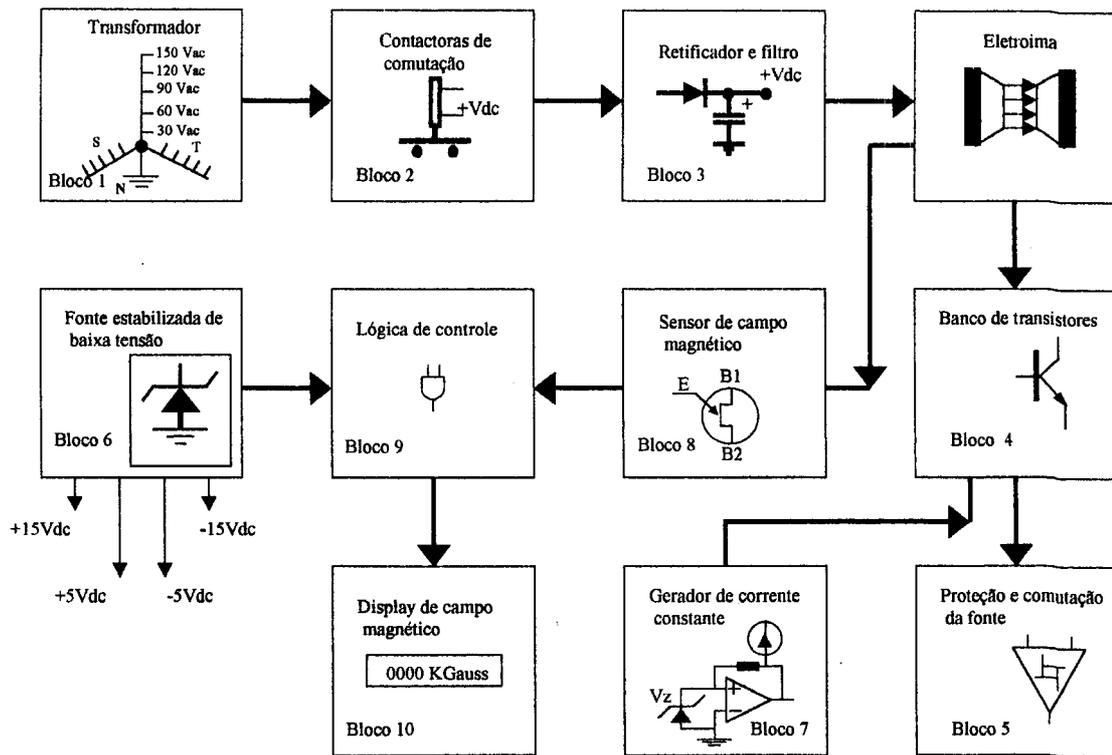


Figura 1. Diagrama de blocos da fonte de corrente.

II.1. Banco de Contactoras

As contactoras, utilizadas no banco de contactoras representado pelo bloco 2 da figura 1, levam em consideração uma seqüência de operações lógicas e sincronizadas, que envolvem o instante de ligar a fonte e a comutação da tensão adequada no processo de regulação do campo magnético. Este procedimento é necessário, pois as correntes de surto, envolvidas no processo de inicialização da fonte e comutação dos segmentos de tensão do transformador são elevadas. Os cuidados com esses surtos de corrente, previnem a des-

truição dos contatos internos no ato de fechamento das contactoras. Após o fechamento da contactora, a passagem das correntes pelos contatos, deve ser compatível com a corrente exigida pelo eletroímã na produção de um determinado campo magnético. A operação de cada contactora, no instante oportuno, envolve uma segunda comutação em baixa corrente efetuada através de relés de 12Vdc, comandados por comparadores de tensão. As contactoras utilizadas foram fabricadas pela Siemens, modelo 3TBF47[1]. A figura 2, mostra o circuito elétrico de comutação das contactoras.

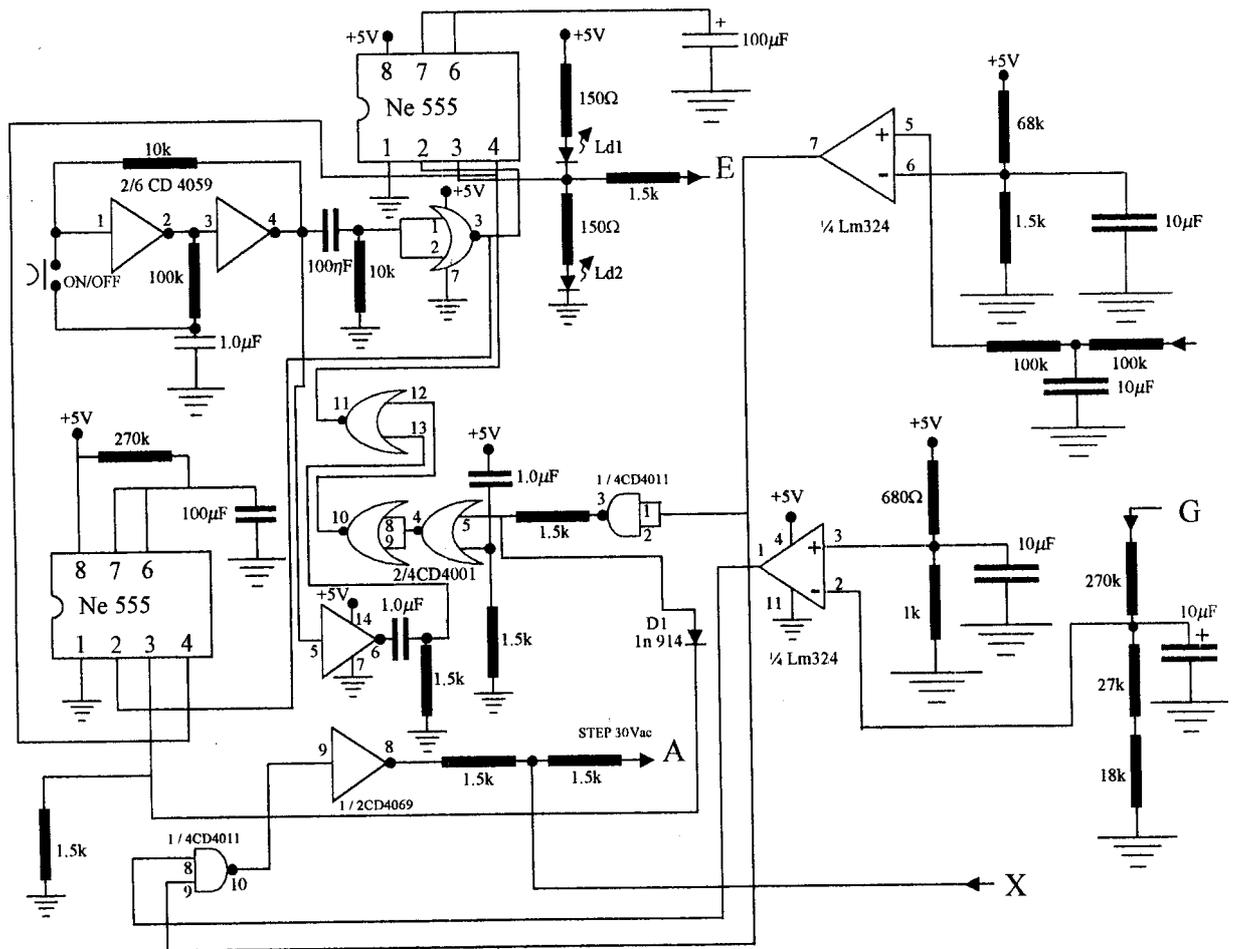


Figura 3. Circuito de proteção e comutação ds contactoras.

A primeira condição é monitorada pela variável F, através do comparador constituído por 1/4 do circuito integrado LM 324 (um quádruplo amplificador operacional linear)[2], produz um nível 1 em sua saída se $F \leq 0,1$ Vdc e 0 V dc se a condição não for obedecida. Esta tensão monitorada, é proveniente do potenciômetro de controle de corrente. A segunda condição é monitorada pela variável G, através de mais 1/4 do comparador do circuito integrado LM324, com a condição de que se a tensão do banco de capacitores for ≤ 30 V dc a saída deste comparador terá nível 1, caso contrário 0 Vdc.

O envio destes níveis de tensão ao restante do circuito da figura 3, que somados com uma condição de temporização, gera um nível lógico 1 para o acionamento da contactora principal da fonte (Ponto E). A variável A (figura 2) controla a operação da contactora de 30 Vac, sempre que a tensão do banco de capacitores atingir 30 Vdc. A entrada X permite desabilitar a contactora de 30 Vac, sempre que esta variável estiver em nível 1. Para desligar a fonte, o pulso de transição de nível 1 para 0, produzido pelo flip-flop ligado a chave

liga/desliga (através do inversor constituído pôr 1/4 do CD 4069), faz desabilitar o flip-flop tornando a variável de saída E com nível 0. É conveniente ressaltar que ao conectar o cabo de força a rede trifásica, um pulso de inicialização é produzido pela rede RC, constituída pelo resistor de 1,5 K e pelo capacitor de 1,0 uF /16 Vdc ligado a porta OU (1/2CD 4001) na figura 3. Os diodos emissores de luz (LED's), Ld1 e Ld2, monitoram o estado da fonte indicando que se o led Ld1 estiver emitindo luz, a fonte se encontra em condições impróprias para operar. Se o led Ld2 estiver emitindo luz, a fonte encontra-se em perfeito estado para início de operação. A ocorrência dos dois LED'S emitindo luz não é possível, dada a configuração do circuito. Ambos os led's encontram-se em um mesmo encapsulamento, com a cor vermelha para Ld1 e cor verde para Ld2. Quando a fonte está em operação, outro circuito controla a operação automática dos segmentos de tensão do transformador, através das contactoras. Este circuito eletrônico está representado na figura 4.

P3, ligado ao operacional A3 que monitora a tensão de referência. Qualquer mudança neste valor de tensão, altera a temperatura interna do chip, mantendo constante o gradiente térmico entre o interior e o exterior do chip. A modificação no gerador de corrente constante de potência, é a substituição deste Shunt pelo sensor de campo ligado a um dos polos do gap do eletroímã, pro-

duzindo desta forma uma tensão de amostragem efetiva do campo no gap. Esta modificação nos dá uma medida líquida do campo, não importando se há aquecimento dos entreferrros do eletroímã, ou se o valor da resistência do enrolamento da bobina do eletroímã mudar com a temperatura.

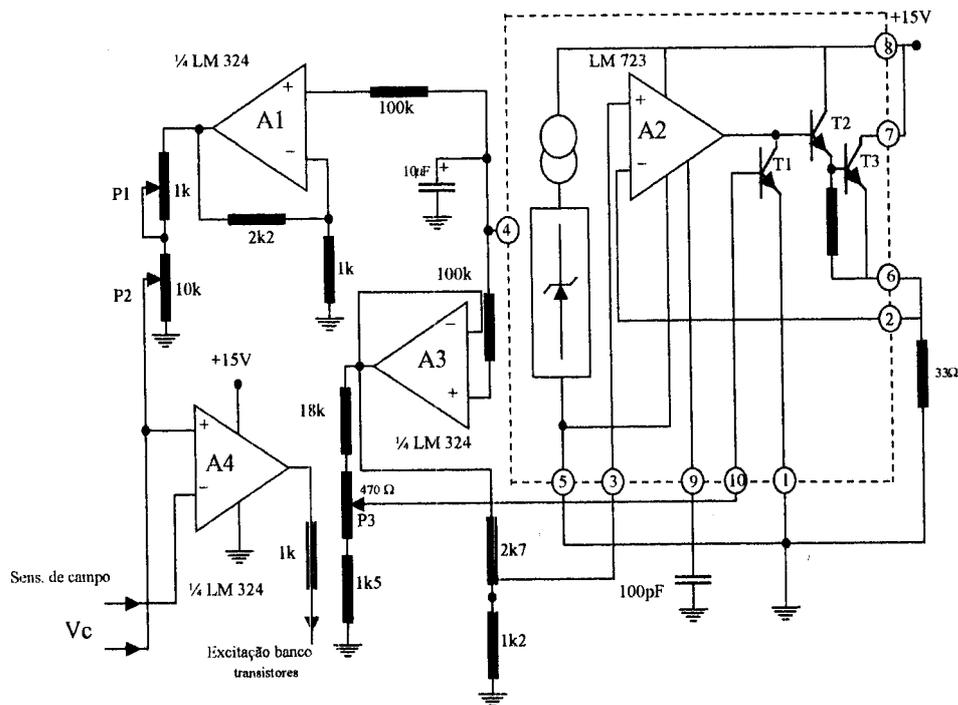


Figura 5. Diagrama elétrico da tensão de referência.

II.3. Banco de Transistores

O controle de corrente na fonte é realizado através de uma associação em paralelo de 30 transistores, sendo que quatro destes transistores atuam como excitadores em uma configuração do tipo darlington. Nesta configuração é possível obter valores elevados de corrente. Os transistores de potência utilizados são da marca Thoshiba, com as especificações: $I_{c_{max}} = 15$ A a 25°C , $V_{ce} = 250\text{V}$, ganho de corrente (β) no intervalo de 55 a 160, e cujo modelo é o 2AS1303 PNP encapsulado em um invólucro do tipo SOT32.

O calor gerado no invólucro dos transistores é eliminado através de um processo de refrigeração. A rapidez deste processo garante uma operação térmica segura dos componentes, evitando assim uma possível avalan-

che térmica nos semicondutores, o que destruiria rapidamente todo o banco de transistores. Nesse sentido, construímos um dissipador de calor com cavidade interna para circulação de água, e um sistema de refrigeração a ar proveniente de ventiladores compactos e silenciosos.

A resistência térmica que apresenta o acoplamento do invólucro dos transistores com o dissipador de alumínio, reduz a taxa de transferência de calor para o meio ambiente. A melhoria na performance desta taxa de transferência pode ser realizada com o uso de pasta térmica e isolantes de mica, bem menos espessos que os convencionais. A escolha de transistores com ganho de corrente (β) próximos, evita ao mínimo a diferença de corrente entre os transistores. Essa associação pode ser visualizada na figura 6.

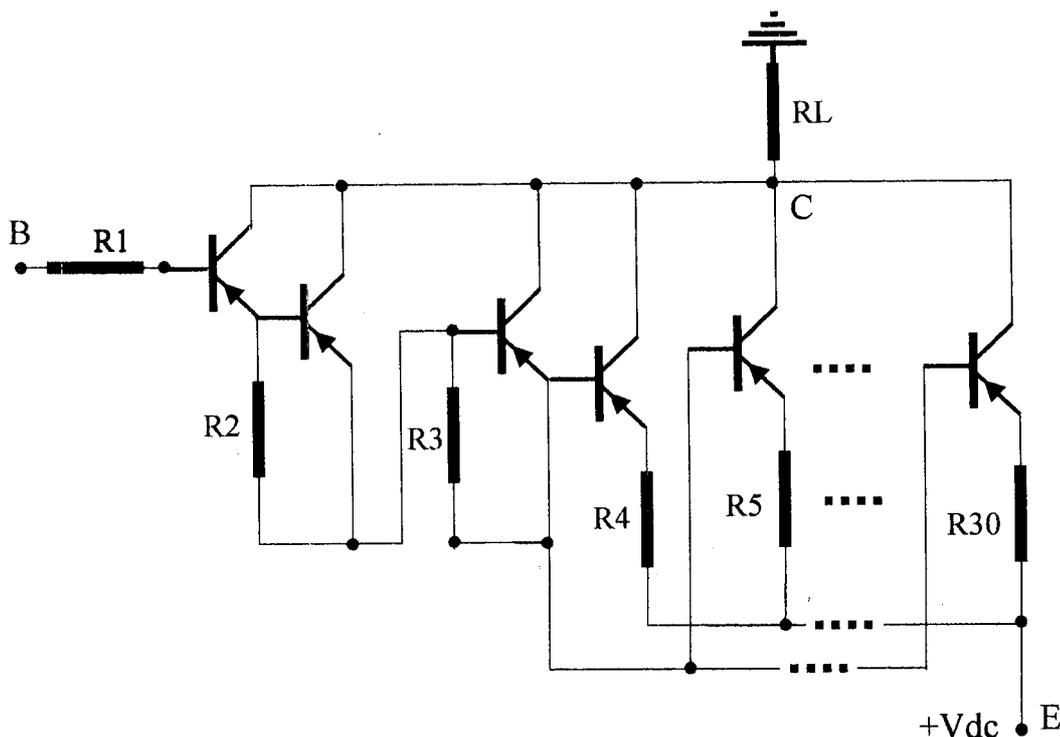


Figura 6. Banco de transistores (Onde R1=1kΩ, R2=100Ω, R3=47Ω, R4 a R30=0.22Ω/10W).

II.4. Sensor de Campo Magnético

O sensor de campo magnético, bloco 8 da figura 1, é o responsável pelas medições de campo magnético eletromagneto. Essas medições, são normalmente realizadas por pontas de prova baseadas no efeito Hall[4], entretanto essas medidas podem, também, ser realizadas por um dispositivo semiconductor[5]. Um transistor empregado para esta finalidade é o do tipo unijunção, muito usado como gerador de pulsos. Neste dispositivo o campo magnético interage com as resistências de interbase (η) provocando um ponto de disparo em uma rede RC, em função da intensidade do campo magnético estático incidente. Esta propriedade é peculiar a frequência do oscilador ($F_0=400\text{Hz}$), construído a base de um unijunção, e tem sua frequência modificada pelo campo magnético. Podemos, então, dizer que o circuito pode ser denominado de FCO, ou seja, oscilador controlado por campo.

A figura 7, mostra o arranjo de um oscilador com transistor do tipo unijunção, já adequado as nossas medições. O circuito integrado LM 723 está projetado para atuar como um gerador de corrente constante, proporcionando uma carga linear no capacitor C1, cujo efeito é uma rampa ascendente até o momento de disparo do transistor unijunção. Quando o transistor, atinge o nível de tensão de disparo V_c , através do emissor ligado ao capacitor C1, o capacitor se descarrega rapidamente pelo emissor até que a tensão em C1 venha atingir, a tensão de desligamento do transistor

V_d . Ocorrendo a remoção de curto sobre o capacitor C1, este volta carregar-se linearmente através do gerador de corrente constante, iniciando um novo ciclo. Como conseqüência desta operação, surgem pulsos de frequência definida pela rede RC na saída F_0 da figura 7. Este circuito é conhecido como oscilador de relaxação, em que uma rede RC controla a frequência de oscilação. A mudança da frequência em função do campo magnético, está relacionada com a mudança da tensão de disparo do unijunção, levando a uma comutação em um tempo maior ou menor na rampa ascendente, e com isto mudando o valor da frequência do oscilador. O sinal de frequência F_0 é enviado ao circuito da figura 8. O circuito desta figura, é constituído de um monoestável formado pelo NE 555, um conversor tensão frequência (LM2907) e um seguidor de tensão CA3140[6]. O pulso proveniente do oscilador unijunção, por ter o seu período em nível alto muito estreito, deve ser aumentado de forma conveniente a se tornar uma seqüência de pulsos, semelhante a uma onda quadrada de ciclo de trabalho à 50%. Procedendo desta forma, o sinal quadrado é aplicado ao conversor tensão-frequência, que é constituído de um segundo monoestável (que gera um pulso de largura proporcional a frequência) e um integrador que converte esta largura de pulso em uma tensão média. Desta forma a tensão de saída, V_s , se relaciona com a frequência pela expressão[2]:

$$V_S = V_{ref} \cdot F_0 \cdot C_4 \cdot (P_1 + R_5),$$

onde: V_{ref} é a tensão de referência, F_o a frequência de entrada, C_4 o capacitor de temporização do monoestável, P_1 o potenciômetro de ajuste da largura do pulso (escala) e R_1 o limitador do valor mínimo da largura do pulso. Substituindo os valores do circuito, a

expressão acima, se torna igual a:

$$V_S = K.F_o.P_1,$$

onde K é uma constante.

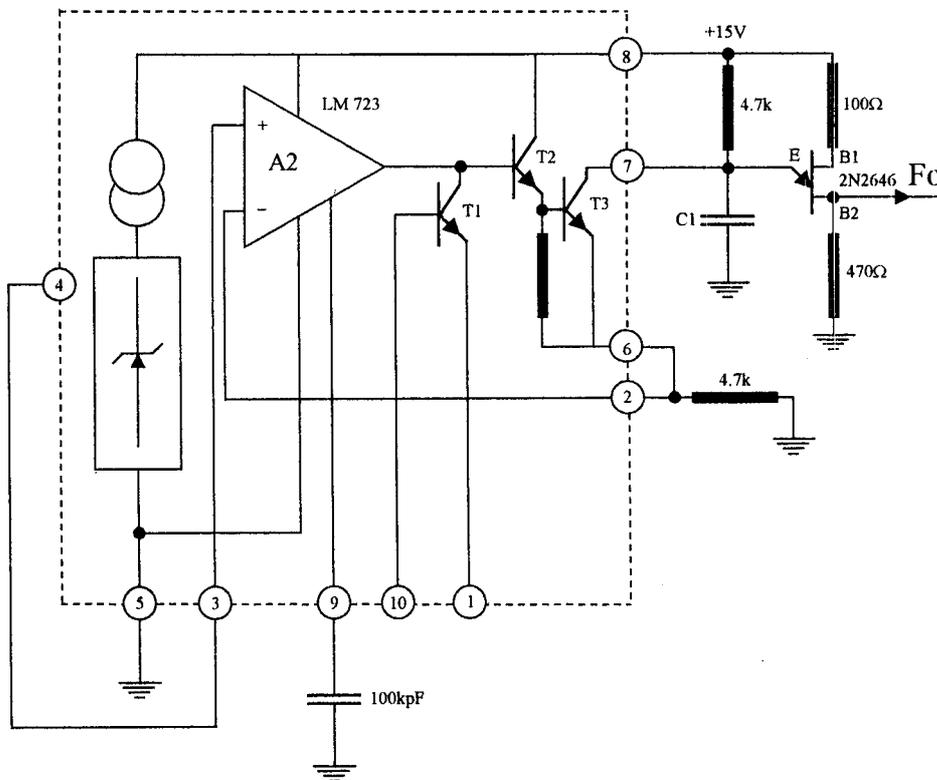


Figura 7. Circuito elétrico do sensor de campo magnético.

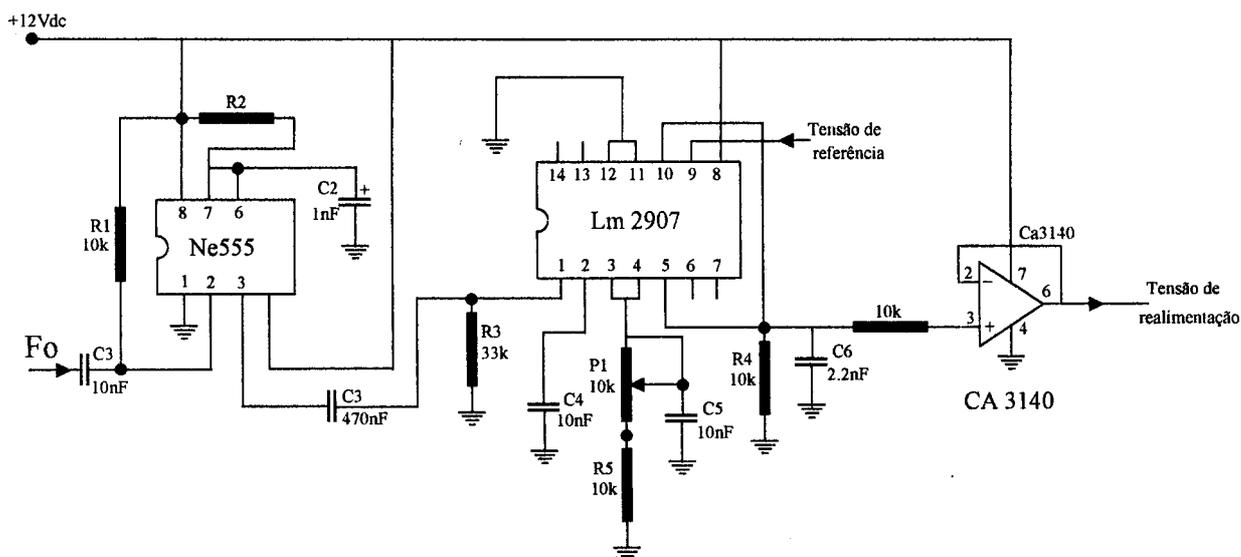


Figura 8. Conversor de frequência-tensão.

III Sistema Interno de Refrigeração

Os transistores de potência trabalham na sua região linear de operação despreendendo uma grande quantidade de calor para o meio ambiente. A necessidade de uma refrigeração adequada se faz necessária para manutenção dos parâmetros dos transistores, como a tensão entre base e emissor (V_{be}). Esta barreira de potencial natural da junção do semiconductor do tipo P com o tipo N, tende a variar o valor com o aumento da temperatura. O efeito da avalanche térmica, na qual o semiconductor torna-se um condutor, leva-o rapidamente a destruição. O ponto de polarização depende de três parâmetros que expressam o cuidado com a elevação da temperatura do semiconductor[2], β (ganho de corrente do transistor), I_{cbo} (corrente entre base e coletor) e I_b (corrente de base).

O fator de estabilidade depende da variação da corrente no coletor I_c através dos parâmetros S , S' e S'' , onde S é a variação diferencial da corrente no coletor, em relação a corrente base-coletor, S' é

$$\Delta I_c = S \cdot \Delta I_{cbo} + S' \cdot \Delta V_j + S'' \cdot \Delta \beta,$$

onde ΔI_{cbo} é a variação da corrente entre base e coletor, ΔV_j é a variação da tensão na junção e $\Delta \beta$ é a variação do ganho no transistor.

IV Eletroímã

O eletroímã utilizado possui uma resistência de 35Ω , a frio. O gap de ar tem dimensão longitudinal 42mm e um diâmetro no pólo 180mm. As características externas são: altura 980mm, profundidade 690mm, largura 980 mm e massa 1000Kg. Eletricamente suporta uma tensão máxima de 200Vdc, produzindo um campo máximo de 9kG, sob refrigeração a água.

V Resultados

As contactoras apresentaram as seguintes tensões de comutação: 30 Vdc, 60 Vdc, 90 Vdc, e 120 Vdc, todas contínuas. Com a tensão inicial pré ajustada de 30 Vdc, a tensão no banco de capacitores variou mais de duas vezes na comutação do passo de tensão superior (60Vdc), porém a tensão na carga (Eletroímã) variou de 0,06 Vdc, resultando em uma estabilidade de 0,2%. A tensão de referência exibiu um coeficiente térmico de 0,023 mV/ °C, nas condições de: temperatura inicial, 28°C; temperatura final 70°C (máxima permitida pelo CI LM723, veja figura 5) e variação na tensão de referência de 1 mV em todo range térmico. A tensão de ondulação, medida com um osciloscópio de tecnologia digital da marca Tektronix, cujo modelo é o TDS 340 foi de 0,25mV. As medidas foram efetuadas com

uma carga de 35Ω sob uma tensão de 30Vdc e retificação trifásica (180Hz), e um banco de capacitores de filtragem com 16 capacitores de $12000\mu F/250Vdc$, totalizando $192000\mu F/250Vdc$.

Solucionamos o problema do aquecimento do banco de transistores, construindo um dissipador de calor que refrigera o banco de transistores por meio de circulação de água e ar.

O sensor a transistor unijunção mostrou-se sensível a campos magnéticos baixos e altos. Na região de campo baixo, a sensibilidade máxima do sensor satura em torno de 1400 Gauss, entretanto apresenta boa linearidade desde 0 a 800 Gauss. Neste caso a face mais sensível do transistor unijunção é perpendicular às linhas de campo magnético. Nessa configuração não houve alteração significativa, ao utilizar ou não um gerador de corrente constante para alimentar o sensor.

A Figura 9 mostra as medidas realizadas pelo sensor, alimentado por um gerador de corrente constante, com o campo magnético variando de 0 a 12000 Gauss. Verifica-se, nessa figura, uma boa linearidade nas regiões de 0 a 800 Gauss e de 1000 a 12000 Gauss. Neste caso, o transistor unijunção foi colocado em um ângulo de aproximadamente 10° , com relação às linhas de campo magnético. O sensor nessa configuração, apresentou uma resolução da ordem 10^{-2} V/kG. Essa configuração parece ser a mais adequada para a realização das medidas em toda a região de campo magnético. O gráfico da figura 09 foi obtido tomando como referência o campo magnético gerado num eletromagneto de um equipamento Bruker (Electron Spin Resonance) modelo ESP 300. As tensões no sensor foram medidas por um voltímetro Tektronix DMM254 com resolução de $10\mu V$ na região de 400mV.

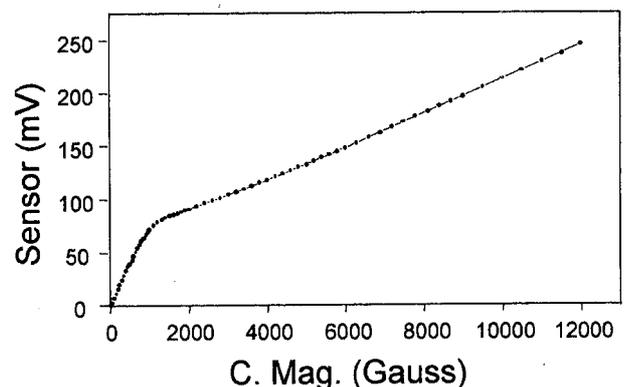


Figura 9. Sinal do sensor à transistor unijunção a um campo magnético aplicado, colocado entre os pólos de um eletromagneto, numa configuração de aproximadamente 10° com relação às linhas de campo magnético.

VI Conclusão

A fonte foi otimizada para controlar um eletromagneto de impedância característica de até 1Ω , que pode ser

utilizado em equipamentos de Ressonância Magnética Nuclear (RMN), podendo produzir correntes de 0 até 150 A, estáveis, necessitando porém de instrumentos compatíveis com a resolução desejada.

A regulagem com o eletroímã utilizado, apresentou-se linear em toda faixa, proporcionando um controle de fácil ajuste. O parâmetro da estabilidade em corrente foi de 23ppm, valor próximo de 10ppm (teórico). Esta estabilidade foi atingida com o eletroímã ligado e refrigerado em um período de 12 horas. Monitoramos uma série de medidas com correntes pré ajustadas na gama de comutação (30Vdc, 60Vdc, 90Vdc e 120Vdc) sob uma carga do eletroímã de 35Ω , utilizando-se um multímetro Tektronix modelo DMM254 de 4 dígitos. Para uma melhor sensibilidade e resolução recomendamos a utilização de um multímetro do tipo HP 3458 A de 8,5 dígitos na série de medidas das correntes pré fixadas.

O sensor a transistor unijunção mostrou-se sensível a campos magnéticos baixos e altos, apresentando boa linearidade nas regiões de 0 a 800 Gauss e de 1000 a 12000 Gauss, como pode ser visto na figuras 9. Este ao ser colocado em um ângulo de aproximadamente 10° em relação às linhas de campo magnético, apresentou

uma resolução da ordem 10^{-2} V/kG.

A fonte abre novas condições para a construção de outras partes do equipamento de RMN e introduz novas arquiteturas no controle da corrente e medição do campo magnético.

References

- [1] Siemens S. A, *Divisão de Material Elétrico Industrial*, Boletim Informativo, Março (1989).
- [2] G. Zapf, *The Behavior of measurement devices when measuring sine wave voltages*, Grundig TI, Elektor, 12, julho (1987).
- [3] Pressman, A I., *Swinting and linear power supply, power convert designs*, Rochelle Park, N.J. Hyden Book Co. (1985).
- [4] E. Fukushima and S. B. W. Roeder, *Experimental Pulse NMR - Nuts and bolts Approach*, Adison - Werley, (1981).
- [5] H. Normet, *Hall probe adapter converts DMM into gaussmeter*, *Electronics*, january (1980).
- [6] P. Horowitz and W. Hill: *The Art of Electronics*, Harvard University, Massachusetts, (1987).